

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-214592  
 (43)Date of publication of application : 20.08.1996

(51)Int.Cl.

H02P 7/63  
 B60L 7/14  
 B60L 9/18  
 B60L 11/18  
 H02J 7/00  
 H02M 3/155  
 H02M 7/538  
 H02M 7/797

(21)Application number : 07-076418

(71)Applicant : KANSAI ELECTRIC POWER CO INC:THE  
 TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 31.03.1995

(72)Inventor : SHIRONOKUCHI HIDEKI  
 HIRATA MASAMI  
 ISHIHARA HARUHIKO  
 KATO SEIJI

(30)Priority

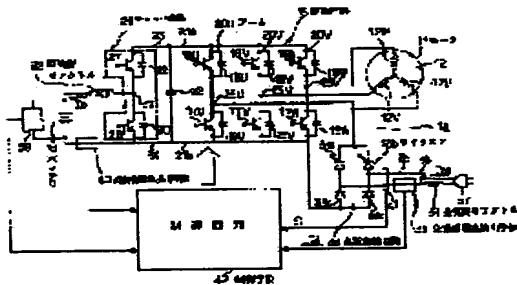
Priority number : 06301162 Priority date : 05.12.1994 Priority country : JP

## (54) MOTOR DRIVING APPARATUS

(57)Abstract:

PURPOSE: To facilitate the driving and regenerative braking of a motor, the charge of a battery and the refreshment of the battery with a simple construction.

CONSTITUTION: A chopper circuit 26 is provided in parallel with an inverter circuit 15. When the power of an induction motor 11 is high, the chopper circuit 26 is made to function as a step-up chopper. When the induction motor 11 is in a regenerative operation, the chopper circuit 26 is made to function as a step-down chopper.



(19) 【発行国】 日本国特許庁 (JP)

(12) 【公報種別】 公開特許公報 (A)

(11) 【公開番号】 特開平8-214592

(43) 【公開日】 平成8年(1996)8月20日

(54) 【発明の名称】 モータの駆動装置

(51) 【国際特許分類第6版】

H02P 7/63 302 C

RG01 7/14

9/8 J

11/18 E

H02J 7/00 J

H02M 3/155 F

7/538 A 9181-5H

7/797 9181-5H

【特許請求】 未請求

【請求項の数】 15

【出願形態】 O L

【全頁数】 16

(21) 【出願番号】 特願平7-76418

(22) 【出願日】 平成7年(1995)3月31日

(31) 【優先権主張番号】 特願平6-301162

(32) 【優先日】 平6(1994)12月5日

(33) 【優先権主張国】 日本 (JP)

(71) 【出願人】

【識別番号】 000156938

【氏名又は名称】 関西電力株式会社

【住所又は居所】 大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号

(71) 【出願人】

【識別番号】 000003078

【氏名又は名称】 株式会社東芝

【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 【発明者】

【氏名】 城ノ口 秀樹

【住所又は居所】 愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝愛知工場内

(72) 【発明者】

【氏名】 平田 雅己

【住所又は居所】 愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝愛知工場内

(72) 【発明者】

【氏名】 石原 治彦  
【住所又は居所】 愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝愛知工場内

(72) 【発明者】

【氏名】 加藤 征二

【住所又は居所】 大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号 関西電力株式会社内

(74) 【代理人】

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 強

(57) 【要約】

【目的】 モータの駆動、回生制動及びバッテリの充電を簡単な構成で実現することができるようにする。

【構成】 インバータ回路15に並列にチョッパ回路26を設け、インダクションモータ11の高出力時には、チョッパ回路26を昇圧用チョッパとして作用させ、又、インダクションモータ11の回生時には、チョッパ回路26を降圧用チョッパとして作用させる。

を供給し、モータ出力が高いときにはチョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用させることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

【請求項3】 制御手段は、モータの回生時ににおいて、モータ発電圧がバッテリ電圧よりも高い場合にはチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させてバッテリへの充電電流を制御し、モータ発電圧がバッテリ電圧より低い場合には駆動回路のアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させてバッテリへの充電電流を制御するように構成されていることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

【請求項4】 外部の交流電源を全波整流するための全波整流回路を備えて、その交流入力端子側に交流側リニアクトルが接続されているとともに、正側直流出力端子が駆動回路の1つのアームの中性点に及び負側直流出力端子がバッテリの充電端子には、前記1つのアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させよう構成されていることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

【請求項5】 交流電源から全波整流回路を介して駆動回路に流れる充電電流を検出する交流側電流検出手段を備え、その全波整流回路は2個以上のサイリスタを含んで構成され、制御手段は、前記交流側電流検出手段の検出電流に基づいて前記サイリスタの通電位相を略奪から徐々に大となるように構成されていることを特徴とする請求項4記載のモータの駆動装置。

【請求項6】 バッテリに流れる充電電流を検出する直流側電流検出手段を備え、制御手段は、その直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパのオンオフデューティを余々に上昇させてその充電電流を所定値に制御するよう構成されていることを特徴とする請求項4記載のモータの駆動装置。

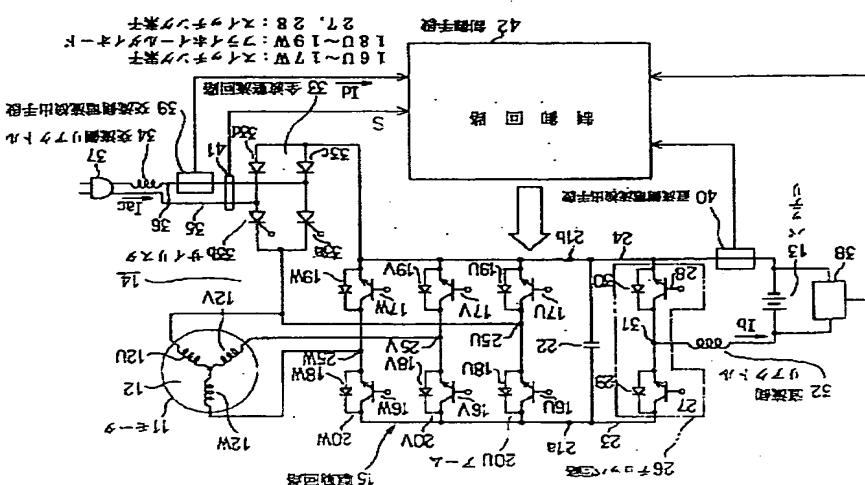
【請求項7】 制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合は、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するよう構成されていることを特徴とする請求項6記載のモータの駆動装置。

【請求項8】 駆動回路に並列にフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるスイッチング回路が接続され、全波整流回路の代わりに双向性三端子サイリスタが用いられていることを特徴とする請求項5記載のモータの駆動装置。

【請求項9】 制御手段は、外部の交流電源から流れる交流電流を交流電源電圧に同期した正弦波の基準信号に追従するよう制御することを特徴とする請求項4記載のモータの駆動装置。

【請求項10】 駆動回路に並列にコンデンサが接続され、制御手段は、コンデンサの端子間電圧が外部の交流電源電圧のピーク値以上となるよう制御するよう構成されていることを特徴とする請求項9記載のモータの駆動装置。

【請求項11】 制御手段は、コンデンサの端子間電圧がバッテリの充電電圧よりも高い場合には、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させて電流制限を行なうように



構成されていることを特徴とする請求項9又は10記載のモータの駆動装置。

【請求項12】モーターの最も頻繁に使用される出力において、バッテリの基準電圧が駆動回路のPWMデューティが100%なる状態でモータに印加されるように構成されていることを特徴とする請求項2記載のモータの駆動装置。

【請求項13】制御手段は、駆動回路の1つのアーム及びスイッチング回路のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、バッテリのリレッシュ動作時にそのバッテリの残存エネルギーを外部の交流電源に回生させていることを特徴とする請求項8記載のモータの駆動装置。

【請求項14】チヨツバ回路は、フライホイールダイオードを並列に有する2個のトランジスタからなるトランジスタモジュールにて構成されていることを特徴とする請求項1乃至13のいずれかに記載のモータの駆動装置。

【請求項15】モータは、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いることを特徴とする請求項1乃至14のいずれかに記載のモータの駆動装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、バッテリの直流電力を駆動回路により交流電力に変換してモータに供給するようにしたモータの駆動装置に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】例えば、電気自動車のモータを駆動する駆動装置の従来例を図10に示す。即ち、ニッケル系電池（ニッケル水素電池、ニッケルカドミ電池）からなるバッテリ1の正及び負端子には、直流母線2及び3が接続されるとともに、この直流母線2及び3間に、6個のトランジスター4乃至4W及び5W乃至5Wをプリジ接続してなるインバータ回路6が接続され、そのインバータ回路6の出力端子はモータ7の入力端子に接続されている。この場合、バッテリ1の直流電圧は、直接、インバータ回路6に印加されるので、モータ7の出力（回転数）制御は、インバータ回路6をPWM制御することにより実行される。

【0003】又、バッテリ1が放電して電圧が低下すると、モータ7を駆動するのに必要な電力が得られなくなるので、従来より、電気自動車には、バッテリを充電するために、外部の交流電源の交流電源電圧を変圧するトランス及びこのトランスからの交流電圧を整流して平滑して直流電圧とする整流平滑回路等から構成された充電器が搭載されている。

【0004】更に、ニッケル系電池からなるバッテリ1は、メモリ効果によりバッテリ1内部の充電電力を100%放出できなくなるので、従来より、バッテリ1の残存電力をその電圧が下限電圧になるまで放電用抵抗器に放電させるリレッシュ動作を行なっている。

##### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】上記従来の構成では、次のような解決すべき課題があ

（a）電気自動車においては、走行上、モータ7に必要とされる最大出力が大きいのであるが、定常出力は小さく、当然のことながら、最大出力に応じてモータ7及びインバータ回路6の容量が設定される。この場合、モータ7の低出力時にインバータ回路6のPWM制御により回転数を低くするためには、モータ7に対する印加電圧を低くすべくPWMのパルス幅を非常に小にすることにより、従つて、モータ7の印加電圧には高調波成分が多く含まれることになり、この高調波成分によりモータ7に主として鉛扱となるモータ損失が発生して、定常運転時の効率が悪くなる。

【0006】（b）モータ7が高出力から低出力に変化するときには、モータ7からバッテリ1に対して回生電力が供給されるが、このときのモータ7の回転数によりモータ発電圧がバッテリ電圧に対して大小異なるので、適正な回生制動が行なわれない。

【0007】（c）バッテリ1の充電のためにトランジス等を有する充電器が必要であるので、製造コストが増加し、特に、トランジスを含む充電器は広い設置スペースを必要とするので、電気自動車にとつては不利である。

【0008】（d）バッテリ1をリフレッシュするために残存電力を放電用抵抗器でジュール熱として放散させることで、エネルギー効率が悪く、又、大形の放電用抵抗器を設ける必要があり、特に、大形の放電用抵抗器は広い設置スペースを必要とするので、電気自動車にとつては不利である。

【0009】本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その第1の目的は、モータの定常運転時の効率をよくすることができるモータの駆動装置を提供するにある。

【0010】本発明の第2の目的は、モータの回生制動時において、モータ発電圧の大小にかかわらず円滑な回生制動を行なうことができるモータの駆動装置を提供するにある。

【0011】本発明の第3の目的は、バッテリの充電のために専用の充電器を必要としないモータの駆動装置を提供するにある。

【0012】本発明の第4の目的は、バッテリのリフレッシュ時に放電用抵抗器を必要としないモータの駆動装置を提供するにある。

【0013】【課題を解決するための手段】請求項1記載のモータの駆動装置は、フライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるアームを1つ以上有し、入力端子がバッテリに接続され、出力端子がモータに接続されて、前記スイッチング素子のオンオフにより前記モータを通電制御する駆動回路と、この駆動回路に並列に接続されフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるチヨツバ回路と、このチヨツバ回路の中性点とバッテリとの間に接続された直流側リクトルと、前記駆動回路及びチヨツバ回路のスイッチング素子をオンオフ制御するようには設けられ、前記チヨツバ回路を、前記バッテリから駆動回路に電力を供給するときには昇圧用チヨツバとして作用可能とし、前記駆動回路からバッテリへの電力を供給するときには降圧用チヨツバとして作用可能とする制御手段とを具備してなる構成に特徴を有する。

【0014】請求項2記載のモータの駆動装置は、制御手段を、モータ出力が低いときは駆動回路にバッテリの基準電圧を供給し、モータ出力が高いときにはチョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用させると構成することに特徴を有する。

【0015】請求項3記載のモータの駆動装置は、制御手段を、モータの回生時において、モータ発電圧がバッテリ電圧よりも高い場合にはチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させてバッテリへの充電電流を制御し、モータ発電圧がバッテリ電圧よりも低い場合には駆動回路のアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させてバッテリへの充電電流を制御するように構成することに特徴を有する。

【0016】請求項4記載のモータの駆動装置は、外部の交流電源を全波整流するための全波整流回路を備えて、その交流入力端子間に交流側リアクトルを接続するとともに、正側に出力端子を駆動回路の1つのアームの中性点に接続し、及び負側直流出力端子をバッテリの負端子に接続し、制御手段を、外部の交流電源によるバッテリの充電時には、前記1つのアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させることに特徴を有する。

【0017】請求項5記載のモータの駆動装置は、交流電源から全波整流回路を介して駆動回路に流れる充電電流を検出する交流側電流検出手段を備え、その全波整流回路を2個以上のサイリスタを含んで構成し、制御手段を、前記交流側電流検出手段の検出電流に基づいて前記サイリスタの通電位相を略奪から徐々に大となるようにより昇圧用チョッパとして作用する。

【0018】請求項6記載のモータの駆動装置は、バッテリに流れる充電電流を検出する直流量側電流検出手段を備え、制御手段を、その直流量側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチョッパ回路のオンデューティを徐々に上昇させることによってその充電電流を所定値に制御するように構成することに特徴を有する。

【0019】請求項7記載のモータの駆動装置は、制御手段を、直流量側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御する構成とするところに特徴を有する。

【0020】請求項8記載のモータの駆動装置は、駆動回路に並列にライハイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるスイッチング回路を接続し、全波整流回路の代わりに双方向性三端子サイリスタが用いる構成に特徴を有する。

【0021】請求項9及び10記載のモータの駆動装置は、駆動回路に並列にコンデンサを接続し、制御手段を、外部の交流電源から流れる交流電流を交流電源電圧に同期した正弦波の基準信号に追従させることにより、前記コンデンサの端子間電圧が交流電源電圧のピーク値以上となるようにして力率制御を行なうように構成することに特徴を有する。

【0022】請求項11記載のモータの駆動装置は、制御手段を、コンデンサの端子間

電圧がバッテリの充電電圧よりも高い場合には、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させて電流制限を行なうように構成するところに特徴を有する。

【0023】請求項12記載のモータの駆動装置は、モータの最も頻繁に使用される出力において、バッテリの基準電圧が駆動回路のPWMデューティが100%なる状態でモータに印加されるように構成したところに特徴を有する。

【0024】請求項13記載のモータの駆動装置は、制御手段を、駆動回路の1つのアーム及びスイッチング回路のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、バッテリのリフレッシュ動作時にそのバッテリの残存エネルギーを外部の交流電源に回生させるように構成するところに特徴を有する。

【0025】請求項14記載のモータの駆動装置は、チョッパ回路を、フライホイールダイオードを並列に有する2個のトランジスタからなるトランジスタモジュールにて構成するところに特徴を有する。

【0026】請求項15記載のモータの駆動装置は、モータに、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いることにより昇圧用チョッパとして作用する。

【0027】  
【作用】請求項1及び2記載のモータの駆動装置によれば、バッテリから駆動回路を介してモーターに電力を供給するときには、チョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用可能であるので、バッテリ電圧よりも高い電圧をモータに印加することが可能になつて、モーターを定常時よりも高い回転数で駆動させることができ。又、駆動回路からバッテリに電力を供給するときには、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用可能であるので、モータを回生制動する場合若しくはバッテリを外部電源より充電する場合にモータ発電圧若しくは外部電源電圧がバッテリ電圧よりも高かつたとしても、回路素子を破損することなくバッテリに充電することができる。

【0028】請求項3記載のモータの駆動装置によれば、モータの回生制動時にモータ発電圧がバッテリ電圧より低い場合には、駆動回路のアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより、そのアームが昇圧用チョッパとして作用するようになる。

【0029】請求項4記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、外部の交流電源は全波整流回路により全波整流されるとともに、その全波整流電圧は1つのアームが昇圧用チョッパとして作用して昇圧されるようになり、従つて、交流電源電圧がバッテリ電圧より低い場合でもバッテリの充電が可能になる。

【0030】請求項5記載のモータの駆動装置によれば、制御手段は、交流側電流絶出手段の検出電流に基づいて全波整流回路のサイリスタの通電位相を略奪から徐々に大となるようにより制御するので、充電開始時の突入電流を抑制することができる。

【0031】請求項6記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、制御手段は、直流量側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチャージ回路のオシコードを有する。

【0032】安定した充電を行なわせることができる。

【0032】請求項7記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、制御手段は、直流通電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するので、請求項6と同様の効果を表す。

【0033】請求項8記載のモータの駆動装置によれば、スイッチング回路と双方向三端子サイリスタを設けるようにも、請求項5と同様の作用効果が得られる。請求項9及び10に記載のモータの駆動装置によれば、基準信号に外部交流電源から流れる電流を追従させて、力率改善を図ることができ、又、コンデンサに交流電源電圧のビーグ値以上の電圧に充電するので、降圧用チョッパとの作用によりバッテリの充電電流が一定となるよう制御することができる。

【0034】請求項11記載のモータの駆動装置によれば、コンデンサの端子間電圧がバッテリの充電電圧よりも高い場合にもチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させるので、請求項10と同様の効果が得られる。

【0035】請求項12記載のモータの駆動装置によれば、モータの最も頻繁に使用される出力において、バッテリの基準電圧が駆動回路のPWMデューティが100%となる状態でモータに印加されるので、モータ及び駆動回路を定常出力に応じて設計することができる。

【0036】請求項13記載のモータの駆動装置によれば、バッテリのリフレッシュ動作時にその残存エネルギーを交流電源に回生させて、エネルギー効率がよくなり、放熱用抵抗器は不要となる。請求項14に記載のモータの駆動装置によれば、チョッパ回路をトランジスタモジュールにて構成したので、構成が簡単になる。

【0037】請求項15記載のモータの駆動装置によれば、モータに、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いても、ロータの鉄損による温度上昇を抑制することができる。

【0038】

【実施例】以下、本発明を電気自動車に適用した第1の実施例につき、図1乃至図5を参照しながら説明する。全体構成を示す図1において、電気自動車には、走行用のモータとしてインダクションモータ11が搭載されており、これは、複数相例えば3相のステータコイル12U, 12V及び12Wを有するステータ12と、図示しないロータとを備えている。又、電気自動車には、ニッケル系電池からなる充電可能なバッテリ13が搭載されており、このバッテリ13からの直流電源がバッテリ駆動装置及びリフレッシュ装置兼用モータ駆動装置14によって交流電源に変換されて前記インダクションモータ11に供給されるようになっている。

【0039】さて、バッテリ充電装置及びバッテリリフレッシュ装置兼用モータ駆動装置14の具体的構成につき、述べる。駆動回路としてのインバータ回路15は、6個のスイッチング素子たるNPN形のトランジスタ16U, 16V, 16W及び17U, 17V, 17Wを3相ブリッジ接続して構成されたもので、夫々のコレクタ、エミッタ間に、フライホイールダイオード18U, 18V, 18W及び19U, 19V, 19W

が接続され、以て、3つのアーム20U, 20V及び20Wを有する。そして、このインバータ回路15の入力端子21a, 21bは、線間にコンデンサ22が接続された直流母線23, 24に接続され、出力端子25U, 25V及び25Wは、インダクションモータ11のステータコイル12U, 12V及び12Wの各端子に接続されている。

【0040】請求項26は、スイッチング素子としてのNPN形のトランジスタ27, 28及びフライホイールダイオード29, 30を有するトランジスタモジュールにて構成されたもので、そのトランジスタ27において、コレクタは直流母線23に接続され、エミッタはトランジスタ28のコレクタに接続されており、そのトランジスタ28のエミッタは直流母線24に接続されており、トランジスタ27及び28の各コレクタ、エミッタ間にバッテリ13は直流母線31は直流通電源端子31aと2路26の中性点たる交流電源端子31bは直流母線24に接続されている。この正端子に接続されており、バッテリ13の負端子は直流母線32を介してバッテリ13の正端子に接続されており、その全波整流回路33の負出力端子25Uには、全波整流回路15の1つのアーム20Uiの中性点たる出力端子33cと33dを介してバッテリ33bと2個のダイオード33a, 33bと2個のサイリスタ33a, 33bに接続されている。この場合、全波整流回路33は、2個のサイリスタ33a, 33bと2個のダイオード33c, 33dをブリッジ接続して構成されたもので、その交流入力端子は一方側に交流リクトル34を挿入した交流電源ライン35及び36を介して差込みプラグ37に接続されている。

【0041】請求項1インバータ回路15の正直流出力端子33aは、バッテリ3の負端子に接続されており、その全波整流回路33の負出力端子25Uiは、出力端子34は、直流通電源24(バッテリ3の負端子)に接続されている。この場合、全波整流回路33は、2個のサイリスタ33a, 33bと2個のダイオード33c, 33dをブリッジ接続して構成されたもので、その交流入力端子は一方側に交流リクトル34を挿入した交流電源ライン35及び36を介して差込みプラグ37に接続されている。

【0042】直流通電圧検出器38は、バッテリ13の正、負端子間に接続されていて、バッテリ13の端子間電圧を検出するようになっている。交流側電流検出手段たる交流電流検出器39は、交流電源ライン36に配設されていて、交流電源ライン36に流れれる電流(後述するようにリクトル34に流れれる電流)を検出するようになっている。直流通電流検出手段たる充電電流検出器40は、直流通母線24に配設されていて、バッテリ13に流れれる充電電流を検出するようになっている。尚、交流電流検出手段たる交流電流検出器39及び充電電流検出器40は、交流電源ライン36に配設され、各出力ポートによって構成されている。フォトカプラからなるゼロクロス点センサ41は、直流通源ライン35, 36間に設けられている。

【0043】さて、制御手段たる制御回路42は、マイクロコンピュータを主体として構成されたもので、その各入力ポートに直流通電圧検出器38、交流電流検出器39、充電電流検出器40及びゼロクロス点センサ41の各出力端子が接続され、各出力ポートがインバータ回路15のトランジスタ16U, 16V乃至16W, 17U乃至17V及びチップ回路26のトランジスタ27, 28のベース(ゲート)に夫々接続されている。尚、マイクロコンピュータ42の2つの出力ポートは、図示しないが、全波整流回路33のサイリスタ33a, 33bのゲートに接続されている。

【0044】次に、本実施例の作用につき、図2乃至図5をも参照して説明する。

(1) インダクションモータ11の駆動

先ず、電気自動車の走行時の動作を述べる。即ち、制御回路 4 2 は、インバータ回路 1 5 のトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 及び 1 7 U 乃至 1 7 W に対する通電タイミング信号を作成し、その通電タイミング信号に応じてトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 及び 1 7 W 乃至 1 7 W にベース信号（ゲート信号）を所定の順序で与えて、そのトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 及び 1 7 U 乃至 1 7 W をオンオフ制御する。これにより、インバータ回路 1 5 は、バッテリ 1 3 の直流通電圧から交流電圧を作成してインダクションモーター 1 1 に与えようになり、インダクションモーター 1 1 が回転し、電気自動車が走行する。

【0045】ここで、モータ定格として、定常時（頻繁に使用する回転数及びトルク）は 1 6 0 (V), 1 0 (KW) 即ち、5 0 0 0 (r pm), 2 0 (N · m) とし、最大出力時は 3 2 0 (V), 4 0 (KW) 即ち 1 0 0 0 0 (r pm), 4 0 (N · m) が必要であるとした場合、インダクションモーター 1 1 として、図 2 に示すように、5 0 0 0 (r pm), 2 0 (N · m) のものを準備し、バッテリ 1 3 として 1 6 0 (V) のものを選定する。

【0046】インダクションモーター 1 1 を定常時たる 5 0 0 0 (r pm) で回転させる場合には、制御回路 4 2 は、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 及び 2 8 をオフさせたまゝとなる。従って、コンデンサ 2 2 は、端子間電圧がバッテリ電圧 1 6 0 (V) になるように充電され、これがインバータ回路 1 5 に印加される。そして、制御回路 4 2 は、インダクションモーター 1 1 が 5 0 0 0 (r pm) で回転するようにインバータ回路 1 5 のトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 及び 1 7 U 乃至 1 7 W をオンオフ制御するようになるが、このときの PWM デューティは 1 0 0 (%) に設定する。従って、インダクションモーター 1 1 に印加される電圧は 1 6 0 (V) になる。

【0047】インダクションモーター 1 1 を 5 0 0 0 (r pm) よりも低い回転数で回転させる場合には、制御回路 4 2 は、インバータ回路 1 5 のトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 若しくは 1 7 U 乃至 1 7 W を PWM 制御することによって、インダクションモーター 1 1 に印加される電圧がその回転数に応じた低い電圧となるように制御する。

【0048】インダクションモーター 1 1 を 5 0 0 0 (r pm) よりも高い回転数で回転させる場合には、制御回路 4 2 は、先ず、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 をオンさせる。これにより、バッテリ 1 3 の正端子、リクトル 3 2, トランジスタ 2 8 及びバッテリ 1 3 の負端子の経路でリクトル 3 2 に電流が流れることにより電磁エネルギーが蓄積される。その後、制御回路 4 2 は、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 をオフするようになり、リクトル 3 2 に蓄積された電磁エネルギーはフライホイールダイオード 2 9 を介してコンデンサ 2 2 に蓄積され、コンデンサ 2 2 の端子間電圧は 1 6 0 (V) よりも高い電圧になる。

【0049】例えば、インダクションモーター 1 1 の回転数を 7 5 0 0 (r pm) にせざる場合には、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 のオンオフデューティを制御することにより、コンデンサ 2 2 の端子間電圧が 2 4 0 (V) となるよう昇圧する。又、インダクションモーター 1 1 の回転数を最大出力たる 1 0 0 0 0 (r pm) にせざる場合には、同じく、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 のオンオフデューティを制御することにより、コンデンサ 2 2 の端子間電圧が 3 2 0 (V) となるよう昇圧する。

【0050】即ち、チョッパ回路 2 6 は昇圧用チョッパとして作用するもので、このチョッパ回路 2 6 が昇圧用チョッパとして作用しているときには、制御回路 4 2 は、インバータ回路 1 5 のトランジスタ 1 6 U 乃至 1 7 W の PWM デューティを 1 0 0 (%) とするよう制御するようになっている。従って、インダクションモーター 1 1 には、チョッパ回路 2 6 により昇圧されたコンデンサ 2 2 の端子間電圧がインバータ回路 1 5 を介して印加されるようになる。

【0051】(2) インダクションモーター 1 1 の回生制動

インダクションモーター 1 1 が高出力（高回転数）から低出力（低回転数）に移行する場合には、インダクションモーター 1 1 は回生制動となる。即ち、制御回路 4 2 は、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 をオンさせるようになり、従って、インダクションモーター 1 1 からの回生電流は、インバータ回路 1 5 のフライホイールダイオード 1 8 U 乃至 1 8 W 及び 1 9 U 乃至 1 9 W 並びにチョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 を介してバッテリ 1 3 に流れようになる。

【0052】この場合、インダクションモーター 1 1 の発電電圧は、このときの回転数に比例するようになるので、モータ発電電圧がバッテリ電圧の 1 6 0 (V) よりも高くなれる。そこで、制御回路 4 2 は、この回生制動時には、充電電流検出器 4 0 によりバッテリ 1 3 に対する充電電流（回生電流）1 b を検出して、これが所定値を超えるときには、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 をオフさせ、逆に、充電電流 1 b が所定値以下のときにはトランジスタ 2 7 をオンさせるよう制御する。従って、この場合には、チョッパ回路 2 6 は降圧用チョッパとして作用するようになる。

【0053】尚、インダクションモーター 1 1 の回生制動時において、インダクションモーター 1 1 の発電電圧がバッテリ 1 3 の充電電圧たる 1 6 0 (V) よりも低い場合には、バッテリ 1 3 が放電して電圧が低下すると、インバータ回路 1 5 のアーム 2 0 U 乃至 2 0 W のいすれかの負側のトランジスタ 1 7 U 乃至 1 7 W をオンさせ、その後、そのトランジスタ 1 7 U 乃至 1 7 W をオフさせることを繰返してインバータ回路 1 5 からバッテリ 1 3 へ供給される電圧を昇圧する。従って、インバータ回路 1 5 は、昇圧用チョッパとして作用するようになる。

【0054】(3) バッテリ 1 3 の充電

バッテリ 1 3 が放電して電圧が低下すると、インダクションモーター 1 1 を駆動するのに必要な電力が得られなくなるので、この場合には、バッテリ 1 3 に外部の交流電源から充電する。即ち、差込みプラグ 3 7 を外部の交流電源としての 1 0 0 (V) の商用電源充電器に差込み接続すると、制御回路 4 2 は、自動的に充電モードに切換わり、この充電モードでは、インバータ回路 1 5 の 1 つのアーム 2 0 U, チョッパ回路 2 6 及び全波整流回路 3 3 を用いる。

【0055】即ち、差込みプラグ 3 7 が電源コンセントに差込み接続されると、ゼロクロス点センサ 4 1 は、図 4 (a) 及び図 5 (a) で示すように、交流電源電圧 V ac が供給されて、図 5 (b) で示すように、正 (+) 半波でロウレベル及び負 (-) 半波で

ハイレベルとなる矩形波の出力信号  $S$  を出力し、これを制御回路 4-2 に与える。制御回路 4-2 は、ゼロクロス点センサ 4-1 からの出力信号  $S$  がロウレベル、ハイレベルを保証すことを検出すると、充電開始であると判断し、インバータ回路 1-5 の 1 つのアーム 2-0 U のトランジスタ 1-7 U のオノン状態の継続により検出電流  $I_d$  が増加してこれが基準信号  $V_R$  より大になると、制御回路 4-2 は、トランジスタ 1-7 U をオフさせ、トランジスタ 2-7 をオンさせる。これにより、リクトル 3-4 に蓄積された電磁エネルギーはサイリスタ 3-3 b 及びリクトル 1-8 U を介してコンデンサ 2-2 に与えられ、更に、トランジスタ 2-7 を介してバッテリ 1-3 に与えられるようになり、バッテリ 1-3 が昇圧された電圧で充電される。

【0056】制御回路 4-2 は、交流電源電圧  $V_{a-c}$  のゼロクロス点を検出すると、これに基づき P 値を制御により、図 5 (c) に示すように、交流電源電圧  $V_{a-c}$  に同期した正弦波の基準 (電圧) 信号  $V_R$  を作成する。制御回路 4-2 は、基準信号  $V_R$  から交流電源電圧  $V_{a-c}$  のゼロクロス点を検出する。

【0057】制御回路 4-2 は、外部の交流電源による充電と判断した場合には、初期充電動作を開始する。即ち、制御回路 4-2 は、交流電源電圧  $V_{a-c}$  の正 (+) 半波及び負 (-) 半波の双方において、チョッパ回路 2-6 のトランジスタ 2-7 をオンさせ、1 つのアーム 2-0 U のトランジスタ 1-7 U をオフさせる。まず、交流電源電圧  $V_{a-c}$  (図 4 (a) 参照) が負半波から正半波へのゼロクロス点近傍で全波整流回路 3-3 のサイリスタ 3-3 b にゲート信号を与えるようになり、従って、サイリスタ 3-3 b の漏電流相は、図 4 (b) に示すように、略零となる。その後、制御回路 4-2 は、図 4 (b) に示すように、サイリスタ 3-3 a 及び 3-3 b の過電位相が徐々に大になるようにそのサイリスタ 3-3 a 及び 3-3 b に与えるゲート信号を制御するようになる。

【0058】而して、サイリスタ 3-3 a 若しくは 3-3 b がオンしている期間においては、リクトル 3-4 に電流が流れリクトル 3-4 に電磁エネルギーが蓄積され、サイリスタ 3-3 a 若しくは 3-3 b にゲート信号が与えられなくなり且つそのゲート信号に同期してトランジスタ 1-7 U がオフすると、その電磁エネルギーがコンデンサ 2-2 を介してバッテリ 1-3 に与えられるようになって、バッテリ 1-3 が昇圧された電圧で充電されるようになり、従って、外部の交流電源の交流電源電流  $I_{a-c}$  は、図 4 (c) に示すように、徐々に増加する。尚、バッテリ 1-3 に対する充電の原理は、後に詳述する。バッテリ 1-3 に対する充電電流  $I_b$  は充電電流検出器 4-0 によって検出されて制御回路 4-2 に与えられるようになっており、制御回路 4-2 は、充電電流  $I_b$  が所定値に達すると、次の通常充電動作に移行する。

【0059】即ち、制御回路 4-2 は、交流電源電圧  $V_{a-c}$  が正 (+) 半波の場合には、まず、インバータ回路 1-5 の 1 つのアーム 2-0 U のトランジスタ 1-7 U をオンさせ、且つ、全波整流回路 3-3 のサイリスタ 3-3 b をオンさせる。これにより、サイリスタ 3-3 b、トランジスタ 1-7 U、ダイオード 3-3 c 及びリクトル 3-4 の経路でリクトル 3-4 に交流電源電流  $I_{a-c}$  が流れ、リクトル 3-4 に電磁エネルギーが蓄積される。このリクトル 3-4 に流れる交流電源電流  $I_{a-c}$  は交流電流検出器 3-9 により検出されて検出電流  $I_d$  として制御回路 4-2 に与えられる。尚、検出電流  $I_d$  は、実際には電圧に

変換されて制御回路 4-2 に与えられるものであるが、ここでは、説明の便宜上、検出電流  $I_d$  として述べる。

【0060】トランジスタ 1-7 U のオノン状態の継続により検出電流  $I_d$  が増加してこれが基準信号  $V_R$  より大になると、制御回路 4-2 は、トランジスタ 1-7 U をオフさせ、トランジスタ 2-7 をオンさせる。これにより、リクトル 3-4 に蓄積された電磁エネルギーはサイリスタ 3-3 b 及びリクトル 1-8 U を介してコンデンサ 2-2 に与えられ、更に、トランジスタ 2-7 を介してバッテリ 1-3 に与えられるようになり、バッテリ 1-3 が昇圧された電圧で充電される。

【0061】その後、交流電流検出器 3-9 の検出電流  $I_d$  が減少して基準信号  $V_R$  より小になると、制御回路 4-2 は再びトランジスタ 1-7 U をオフさせるようになる。以下、同様の動作を繰返すようになる。従って、トランジスタ 1-7 U に与えられるゲート信号  $S_y$  は図 5 (d) に示すようになる。

【0062】交流電源電圧  $V_{a-c}$  が負 (-) 半波の場合には、制御回路 4-2 は、1 つのアーム 2-0 U のトランジスタ 1-7 U をオンさせ、且つ、サイリスタ 3-3 a をオンさせる。この場合のトランジスタ 1-7 U 及び 2-7 のオンオフ動作は、前述と同様である。従って、トランジスタ 1-7 U に与えられるゲート信号  $S_z$  は図 5 (e) に示すようになる。

【0063】即ち、制御回路 4-2 は、図 5 (f) に示すように、検出電流  $I_d$  が基準信号  $V_R$  に追従するようになり、トランジスタ 1-7 U をオンオフ制御するものであり、これにより、検出電流  $I_d$  は交流電源電圧  $V_{a-c}$  と同相の正弦波状の波形に制御され、交流電源電流  $I_{a-c}$  は図 5 (g) に示すようになる。

【0064】而して、バッテリ 1-3 の端子間電圧は直流電圧検出器 3-8 によって検出されて制御回路 4-2 に与えられるようになつておらず、制御回路 4-2 は、バッテリ 1-3 の端子間電圧が規定値に達すると、充電完了と判断してトランジスタ 1-7 U、2-7 及びサイリスタ 3-3 a、3-3 b をオフさせ、サイリスタ 3-3 b をオフさせ、外部に充電完了を報知する。

【0065】このように、本実施例によれば、インダクションモータ 1-1 を駆動する場合には、チョッパ回路 2-6 を昇圧用チョッパとして作用させ、且つ、インバータ回路 1-5 を PWM 制御するようとしたので、インダクションモータ 1-1 としては、定常運転時の定格にすることが可能である。又、インダクションモータ 1-1 を駆動する場合には、インダクションモータ 1-1 を駆動する場合に、充電電流  $I_b$  がオフするようになって、外部に充電電圧に応じてチョッパ回路 2-6 を降圧用チョッパとして作用させ、若しくは、インバータ回路 1-5 を昇圧用チョッパとして作用させたので、インダクションモータ 1-1 の回生制動を行なうことができる。

【0066】更に、バッテリ 1-3 の充電時には、駆動回路たるインバータ回路 1-5 の 1 つのアーム 2-0 U の出力端子 2-5 U とバッテリ 1-3 の負端子との間にリクトル 3-4 を介して外部の交流電源を接続し、トランジスタ 1-7 U 及び 2-7 の双方をオンオフ制御するようになつたので、リクトル 3-4 に外部の交流電源から断続的に電流が流れ電磁エネルギーが蓄積され、その電磁エネルギーが 1 つのアーム 2-0 U 及びチョッパ回路 2-6 を介してバッテリ 1-3 に与えられてこれが充電されるようになる。

【0 0 6 7】従つて、従来とは異なり、重量及び体積の大きなトランジスタを有する専用の充電器を用いても、チョッパ回路 4 6 を追設して制御回路 4 2 の制御だけでバッテリ 1 3 の充電を行なうことができ、その分だけ、製造コストの低減を図り得、又、電気自動車の機械室における搭載物の小型軽量化を図り得て、一充電走行距離を長くすることができ、逆に、小型軽量化を図った分だけバッテリ 1 3 の個数を多く搭載することができるので、一充電走行距離を長くすることができる。又、1 6 0 (V) 定格のバッテリ 1 3 に対してこれよりも低い電圧若しくは高い電圧の外部電源であっても、そのバッテリ 1 3 に容易に充電することができるので、使用者にとって極めて有利である。

【0 0 6 8】更に、バッテリ 1 3 の充電時において、外部電源が交流電源の場合には、

制御回路 4 2 は、ゼロクロス点センサ 4 1 の出力信号に基づいて交流電源電圧  $V_{ac}$  に同期した基準信号  $V_R$  を得、この基準電圧  $V_R$  に交流電源電流  $I_{ac}$  を検出する交流電流検出器 3 9 の検出電流  $I_d$  を追従させるようにした。

【0 0 6 9】従つて、昇圧用リアクトル 3 4 を用いても交流電源の効率改善の制御を行なうことができ、電源高調波の低減を図ることができる、又、同時にバッテリ 1 3 に対する充電電流の制御も行なうことができる。

【0 0 7 0】又、制御回路 4 2 は、バッテリ 1 3 の充電時においては、バッテリ 1 3 の充電回路に設けられた全波整流回路 3 3 のサイリスタ 3 3 b 若しくは 3 3 b の通電位相を順次から余々に大になるように制御する初期充電動作をおこなわせるようにして、バッテリ 1 3 に対する急激な充電を防止することができ、バッテリ 1 3 に悪影響を及ぼすことがない。

【0 0 7 1】尚、上記実施例において、バッテリ 1 3 の充電時に、コンデンサ 2 2 にバッテリ電圧たる 1 6 0 (V) 以上の電圧 (例えば 3 0 0 (V)) に充電し、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 を、交流電流検出器 4 0 の検出電流に基づくオンオフデューティにて調整してバッテリ 1 3 の充電電流を一定にするようにしておきたい。

【0 0 7 2】図 6 及び図 7 は本発明の第 2 の実施例であり、図 1 と同一部分には同一符号を付して示し、以下、異なる部分のみを説明する。即ち、直流母線 2 3、2 4 間には、スイッチング回路 4 3 が接続されており、このスイッチング回路 4 3 は、フライホイールダイオード 4 6、4 7 を並列に有するスイッチング素子たる NPN 形のトランジスタ 4 4、4 5 を前列に接続して構成されている。そして、インバータ回路 1 5 の 1 のアーム 2 0 1 の中性点たる出力端子 2 5 は、双方向性三端子サイリスタ (以下、トライアックと称す) 4 8 を介して交流電源ライン 3 5 に接続され、スイッチング素子 4 3 の中性点たる交流電源端子 4 8 は、交流電源ライン 3 6 に接続されている。

【0 0 7 3】図 7において、直流モータ 4 9 の回転軸 4 9 a には、ワームギア 5 0 a が形成され、可動接点板 5 0 には、そのワームギア 5 0 a と噛合するワームギア 5 0 a が設けられ、可動接点板 5 0 の接点部 5 0 b 及び 5 0 c は、固定接点板 5 1 及び 5 2 の接点部 5 1 a 及び 5 2 a にその上下動により接觸するようになっており、以上により、コン

タクタ 5 3 が構成されている。

【0 0 7 4】そして、直流電源たる電池 5 4 の正端子は、切換スイッチ 5 5 の固定接片 a 及び切換スイッチ 5 6 の固定接片 b に接続され、電池 5 4 の負端子は、切換スイッチ 5 5 の固定接片 b 及び切換スイッチ 5 6 の固定接片 a に接続されており、切換スイッチ 5 5 及び 5 6 の可動接片 c、c は直流モータ 4 9 の入力端子に接続されている。

【0 0 7 5】再び、図 6において、コンタクタ 5 3 の固定接点板 5 1 はバッテリ 1 3 の

正端子に接続され、固定接点板 5 2 は直流側リアクトル 3 2 のバッテリ側端子に接続さ

れている。

【0 0 7 6】而して、インダクションモータ 1 1 の駆動及びインダクションモータ 1 1 の回生制動並びにバッテリ 2 2 の充電の動作については、全波整流回路 3 3 のサイリスタ 3 3 a、3 3 b の代わりにトライアック 4 8 が行なうようになる以外は、第 1 の実施例と同様である。

【0 0 7 7】(4) バッテリ 1 3 のリフレッシュ  
さて、バッテリ 1 3 のリフレッシュ動作について述べるに、このときには差込みプラグ 3 7 を例えば単相 1 0 0 ボルトの交流電源たる電源コンセントに差込み接続し、図示しないリフレッシュスイッチを操作してオンさせる。これにより、制御回路 4 2 は、1 シダクションモータ 1 1 の駆動モードからバッテリ 1 3 のリフレッシュモードへと切換る。

【0 0 7 8】差込みプラグ 3 7 が電源コンセントに接続されると、ゼロクロス点センサー 4 1 は、前述したように、出力信号 S を出力し、これにより、制御回路 4 2 は、PL 1 制御により、図 5 (c) に示すように、交流電源電圧  $V_{ac}$  に同期した正弦波の基準 (電圧) 信号  $V_R$  を作成し、制御回路 4 2 は、基準信号  $V_R$  から交流電源電圧  $V_{ac}$  の極性を判断するようになつており、これに基づいて以下のような制御を行なう。

【0 0 7 9】制御回路 4 2 は、リフレッシュモードでは、インバータ回路 1 5 の 1 つのアーム 2 0 U、スイッチング回路 4 3 及びトライアック 4 8 を用いる。即ち、制御回路 4 2 は、トライアック 4 8 をオンさせるとともに、交流電源電圧  $V_{ac}$  の (+) 半波の場合は、先ず、1 つのアーム 2 0 U のトランジスタ 1 6 U 及びスイッチング回路 4 3 のトランジスタ 4 5 をオンさせる。これにより、バッテリ 1 3 の正端子、コンタクタ 5 3、ダイオード 2 9、トランジスタ 1 6 U、トライアック 4 8、コンセント 3 7 (交流電源)、リアクトル 3 4、トランジスタ 4 5 及びバッテリ 1 3 の負端子の経路で交流電流 (バッテリ 1 3 の放電電流、交流電源への回生電流) が流れ、これは交流電流検出器 3 9 により検出されて検出電流として制御回路 4 2 に与えられる。

【0 0 8 0】トランジスタ 1 6 U 及び 4 5 のオン状態の継続により検出電流が増加してこれが基準信号  $V_R$  よりも大となると、制御回路 4 2 は、トランジスタ 1 6 U をオフさせる。その後、交流電流検出器 3 9 の検出電流が減少して基準信号  $V_R$  より小になると、制御回路 4 2 は再びトランジスタ 1 6 U をオンさせるようになる。以下、同様の動作を繰返すようになる。

【0 0 8 1】交流電源電圧  $V_{ac}$  が負 (-) 半波の場合には、制御回路 4 2 は、1 つの

アーム20Uのトランジスタ17Uをオンさせるとともに、スイッチング回路43のトランジスタ44をオンさせる。この場合のトランジスタ44のオンオフ動作は、前述のトランジスタ16Uと同様である。

【0082】このように第2の実施例によれば、バッテリ13のリフレッシュ動作時に、インバータ回路15の1つのアーム20Uとスイッチング回路43によって形成される降圧用チョッパにより、バッテリ13の残存電力（残存エネルギー）を外部の交流電源に回生するようにして、従来とは異なり、放電用抵抗器を用いてジュール熱として放散させる必要はなくなり、それだけ、エネルギー効率の改善を図ることができ、又、放電用抵抗器が不要であるので、電気自動車内にその設置スペースを確保する必要がなく、設置スペースの狭い電気自動車には最適である。

【0083】尚、バッテリ3を電気自動車から取外す場合には、例えば、切換スイッチ55及び56の接片（c—a）間をオンさせて直流モータ49を一方方向に回転させることにより、可動接点板50を上昇させて、図7に示すように、コンタクタ53をオフさせ、逆に、バッテリ13を電気自動車に設置する場合には、切換スイッチ55及び56の接点（c—b）間をオンさせて直流モータ49を逆方向に回転させることにより、可動接点板50を下降させて、コンタクタ53をオフさせる。これにより、コンタクタ53を、振動等によりチャタリングのない安定したスイッチ手段となし得る。

【0084】図8及び図9は本発明の第3実施例であり、図1と同一部分には同一符号を付して示し、以下、異なる部分について説明する。即ち、この第3実施例では、モータとしてブラシレスモータ57を用いたもので、ブラシレスモータ57は、複数相例えば3相のステータコイル58U、58V及び58Wを有するステータ58と、鉄を含んだ磁性体、例えば、ネオジウム一鉄一ホウ素（Nd—Fe—B）からなる磁性体を用いた永久磁石形のロータ（図示せず）とから構成されている。そして、ステータコイル58U、58V及び58Wは、スター結線され、その各一端子はインバータ回路15の出力端子25U、25V及び25Wに接続されている。

【0085】而して、ブラシレスモータ57には、周知のように、ロータの回転位置を検出するホール素子等からなる3個の位置検出素子が設けられており、制御回路42は、これらの位置検出素子からの位置検出信号を論理演算することによりインバータ回路15のトランジスタ16U乃至17Uに対する通電タイミング信号を作成するようになっている。制御回路42のその他の動作は第1実施例と同様であり、従って、電気自動車の走行用モータとしてブラシレスモータ57を用いた場合でも、前記第1実施例同様の効果を得ることができる。ところで、ブラシレスモータ57のロータを、Nd—Fe—Bからなる磁性体を用いた永久磁石で構成すると、この種の永久磁石は保磁力が高いため、効率が良く且つ長寿命とし得る利点がある。

【0086】この場合、従来（図10）のモータ7としてブラシレスモータを用い、且つ、そのロータとして第3実施例のブラシレスモータ57のロータと同様のものを用い、従来例では、モータ7への印加電圧はPWM制御のみによって変化せざるようじでいるにヒカラ、印加電圧に含まれる高調波成分によりロータの永久磁石に含まれる発熱を抑制することができる。従って、ロータの永久磁石に從来より保磁力の高い磁性

鉄分による鉄損が大になって、ロータが著しく温度上昇する問題が生じる。

【0087】これに対して、この第3実施例によれば、ブラシレスモータ57を定常時の回転数以上で回転させるべくチョッパ回路26が昇圧用チョッパとして作用するとときには、制御回路42は、インバータ回路15のトランジスタ16U乃至17U若しくは17U乃至17WをPWMデューティ100%とするようにより制御するので、PWM制御に基づく印加電圧の高調波成分によるロータの鉄損は著しく小さくなり、ロータの発熱を極力防止することができる。そして、ブラシレスモータ57を定常時の回転数未満で回転させる場合でも、従来のPWMデューティよりも高くすることができるので、ロータの高調波成分による鉄損を小さくすることができる。

【0088】図9は、本発明者らの実験により得られたロータ温度特性を示すものである。尚、バッテリ1及び13の電圧は共に330Vである。図9中に△でプロットされた温度特性Aは、従来のモータの駆動装置によりモータ7を駆動して、電気自動車を80km/hで走行させた場合のモータ7のロータ温度特性である。モータ7の定格は、330(V)、10000(rpm)、10(N·m)であり、駆動時ににおけるモータの駆動装置の主回路電圧は330(V)、PWMデューティは30%である。尚、図9の横軸は時間(分)、縦軸は温度(deg)である。

【0089】また、図9中に×でプロットされた温度特性Bは、図8に示すようなモータ駆動装置14によりブラシレスモータ57を駆動して、電気自動車を80km/hで走行させた場合のブラシレスモータ57のロータ温度特性である。ブラシレスモータ57の定格は、660(V)、10000(rpm)、10(N·m)であり、駆動時ににおけるモータ駆動装置14の主回路電圧は330(V)、PWMデューティは60%である。

【0090】図9から明らかなように、温度特性Bは、温度特性Aに比して時間経過に対する温度上昇が低く良好な特性を示している。これは、モータ駆動装置14は、チョッパ回路26を昇圧用チョッパとして作用させてインバータ回路15の主回路電圧を昇圧できるので、バッテリ13の電圧よりも高い定格電圧660(V)のブラシレスモータ57を使用でき、これによって、従来と同一速度を得るのでPWMデューティを高くすることができるからである。

【0091】即ち、バッテリ1及び13の電圧が同じである場合、定格電圧がブラシレスモータ7の2倍であるブラシレスモータ57によって前者と同じ回転速度を得るには、PWMデューティを2倍にすれば良い。従って、PWMデューティが大きくなつた分だけPWM信号に含まれる高調波成分は減少し、それに伴つて、ブラシレスモータ57のロータの永久磁石に鉄損によって生じる発熱は減少することになる。

【0092】この鉄損による温度上昇の問題により、従来の駆動装置によってモータを駆動する場合、そのモータのロータには、例えばフェライトなどからなる永久磁石を用いるしか無かったが、以上のように第3実施例によれば、ブラシレスモータ57のロータに鉄を含むNd—Fe—Bからなる永久磁石を用いても、その永久磁石の鉄損による発熱を抑制することができる。従って、ロータの永久磁石に從来より保磁力の高い磁性

材料を使用することができる、ブラシレスモータ5.7の効率を高めることができ、長寿命とすることができます。尚、上記実施例では、永久磁石の磁性体としてNd-Fe-Bを用いたが、これに限ることなく、鉄を含む磁性体であれば何でも良い。

【0093】また、上記実施例では、モータとしてインダクションモータ1.1もしくはブラシレスモータ5.7を用いるようにしたが、代わりに、2相モータ、ブラシ付直流モータ、あるいはリラクタンスモータを用いてもよく、この場合には、駆動回路としてはフライホイールダイオードを有するスイッチング素子たるトランジスタを2個直列に接続してなる1つのアームしか有しないもの（例えばトランジスタ付直流モータ）もあり、従つて、駆動回路としては1つ以上のアームを有するものが対象となる。

【0094】更に、上記実施例では、電流制限用スイッチング素子としてトライアック4.8を設けるようにしたが、代わりに、逆並列接続した2個のサイリスタを設けてもよく、あるいは、逆並列接続した2個のフォトサイリスタ若しくはフォトトライアックを設けるようにしてもよい。

【0095】その他、本発明は上記した実施例にのみ限定されるものではなく、例えば、電気自動車に限らずバッテリを電源としてモータを駆動するモータ駆動装置を必要とする装置全般に適用することができる等、要旨を逸脱しない範囲内で適宜変形して実施し得ることは勿論である。

【0096】  
【発明の効果】本発明は、以上説明した通りであるので、次のような効果を有する。請求項1及び2記載のモータの駆動装置によれば、バッテリから駆動回路を介してモータに電力を供給するときには、チョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用可能であるので、バッテリ電圧よりも高い電圧をモータに印加することが可能になって、モータを定常によりも高い回転数で駆動させることができ、定常運転時の効率をよくすることができる。又、駆動回路からバッテリに電力を供給するときには、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用可能であるので、モータを回生制動する場合若しくはバッテリを外部電源により充電する場合にモータ発電圧若しくは外部電源電圧がバッテリ電圧よりも高かつたとしても、回路素子を破損することなくバッテリに円滑に充電することができる。

【0097】請求項3記載のモータの駆動装置によれば、モータの回生制動時に、モータ駆動電圧がバッテリ電圧より低い場合には、駆動回路のアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより、そのアームが昇圧用チョッパとして作用するようになる。

となるように制御するので、充電開始時の突入電流を抑制することができる。

【0100】請求項6記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチョッパ回路のオンオフデューティを徐々に上昇させるので、充電電流を所定値に制御することができ、安定した充電を行なわせることができる。

【0101】請求項7記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するので、請求項6と同様の効果を有する。

【0102】請求項8記載のモータの駆動装置によれば、スイッチング回路と双方向三端子サイリスタを設けるようにしても、請求項5と同様の作用効果が得られる。請求項9及び10に記載のモータの駆動装置によれば、基準信号に外部交流電源から流れる電流を追従させて、力率改善を図ることができ、又、コンデンサンサの端子間電圧のピーク値以上の電圧に充電するので、降圧用チョッパの作用によりバッテリの充電電流が一定となるように制御することができる。

【0103】請求項11記載のモータの駆動装置によれば、コンデンサンサの端子間電圧がバッテリの充電電圧よりも高い場合にもチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させることで、請求項10と同様の効果が得られる。

【0104】請求項12記載のモータの駆動装置によれば、モータの最も頻繁に使用される出力において、バッテリの基準電圧が駆動回路のPWMデューティが100%と成る状態でモータに印加されるので、モータ及び駆動回路を定常出力に応じて設計することができる。

【0105】請求項13記載のモータの駆動装置によれば、バッテリのリフレッシュ運動回路をトランジスタモジュールにて構成したので、構成が簡単になる。

【0106】請求項15記載のモータの駆動装置によれば、モータに、鉄を含んでなる放電用抵抗器は不要となる。請求項14に記載のモータの駆動装置によれば、チョッパ回路をトランジスタモジュールにて構成したので、構成が簡単になる。

【図面の簡単な説明】  
【図1】本発明の第1の実施例を示す電気的構成図  
【図2】モータの特性図（その1）  
【図3】モータの特性図（その2）  
【図4】バッテリの充電時の各部の波形図（その1）  
【図5】バッテリの充電時の各部の波形図（その2）  
【図6】本発明の第2の実施例を示す図1相当図  
【図7】コントローラの構成図  
【図8】本発明の第3実施例を示す図1相当図

【0098】請求項4記載のモータの駆動装置によれば、バッテリの充電時に、外部の交流電源は全波整流回路により全波整流されるとともに、その全波整流電圧は1つのアームが昇圧用チョッパとして作用して昇圧されるようになり、従つて、バッテリの充電のために専用の充電器を設ける必要がなく、又、交流電源電圧がバッテリ電圧よりもバッテリの充電が可能になる。

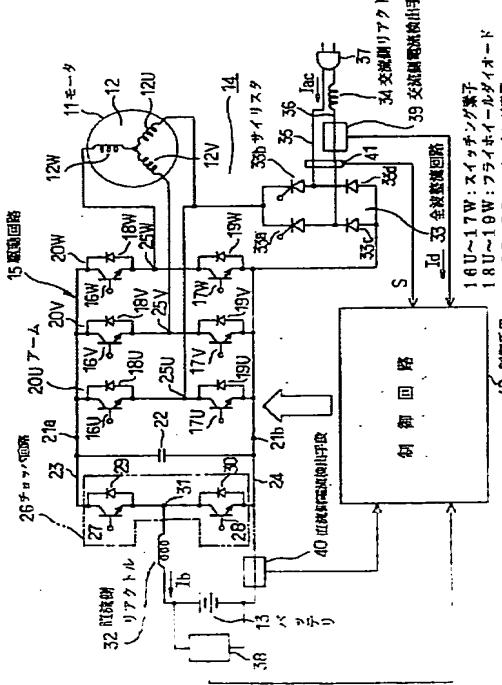
【0099】請求項5記載のモータの駆動装置によれば、制御手段は、交流側電流検出手段の検出電流に基づいて全波整流回路のサイリスタの通電位相を略零から徐々に大

【図 9】ローターの温度特性を示す図  
【図 10】従来例を示す電気的構成図

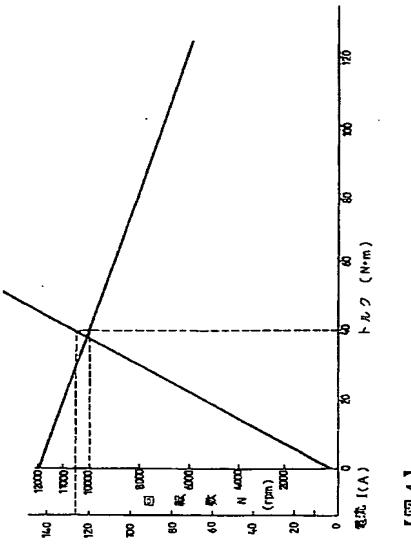
【符号の説明】

回路中、1 1 はインダクションモーター（モータ）、1 3 はバッテリ、1 5 はインバータ回路（駆動回路）、1 6 U 乃至 1 6 W 及び 1 7 U 乃至 1 7 W はトランジスタ（スイッチング素子）、1 8 U 乃至 1 8 W 及び 1 9 U 乃至 1 9 W はフライホイールダイオード、2 0 U 乃至 2 0 W はアーム、2 2 はコンデンサ、2 6 は直流側リニアクトル、3 2 は全波整流回路、3 3 a 及び 3 3 b はサイリスタ、3 4 は交流側リニアクトル、3 8 は直流電圧検出器、3 9 は交流電流検出器（交流側電流検出手段）、4 0 は充電電流検出器（直流側電流検出手段）、4 1 はゼロクロス点センサ、4 2 は制御回路（制御手段）、4 3 はスイッチング回路、4 8 は双方方向性三端子サイリスタ、5 7 はブリッジモーター（モータ）を示す。

【図 1】



【図 3】

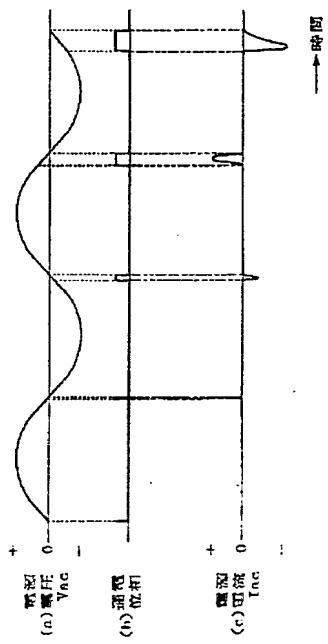
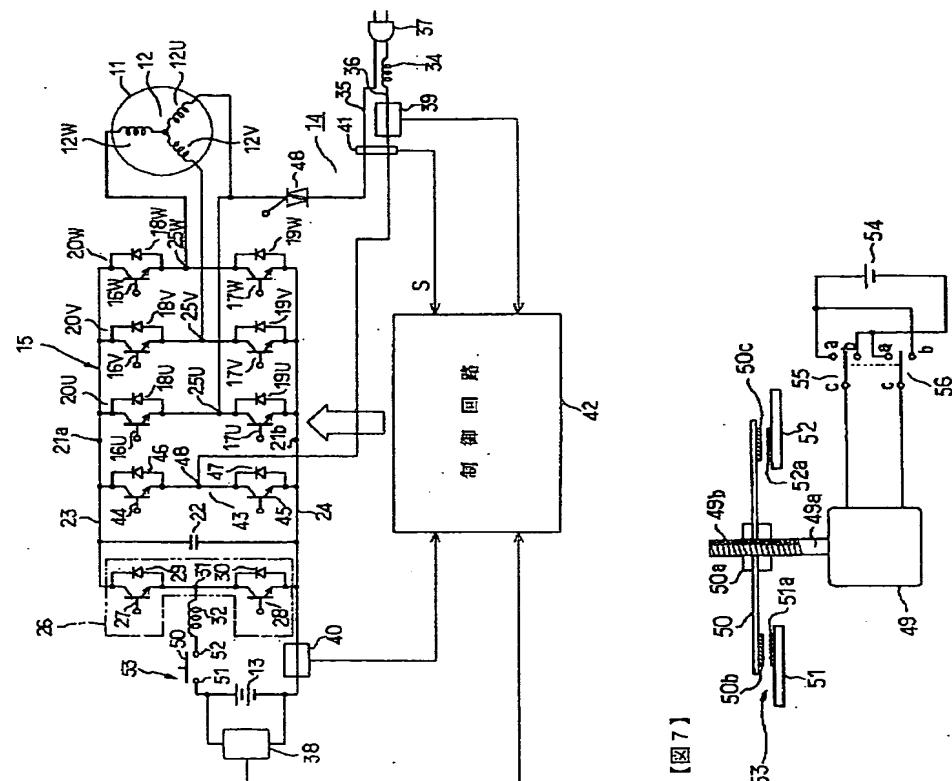


【図 4】

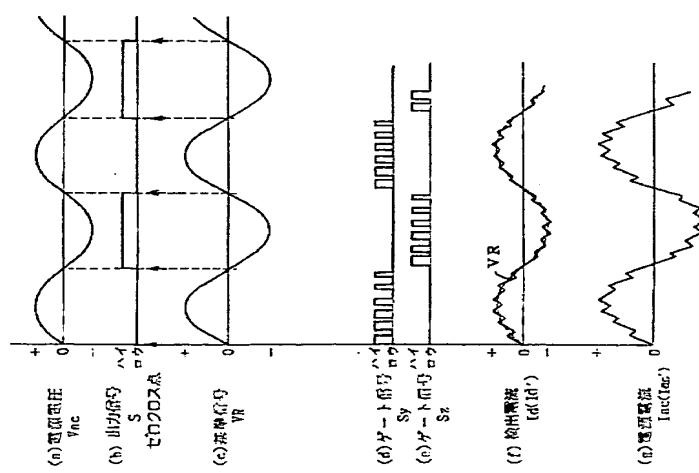
1.6U~1.7W:スイッチング素子  
1.8U~1.9W:フライホイールダイオード  
27, 28:スイッチング素子

【図 2】

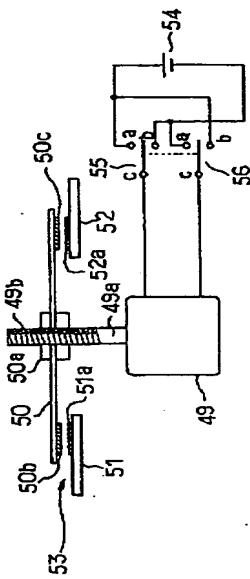
[図 6]



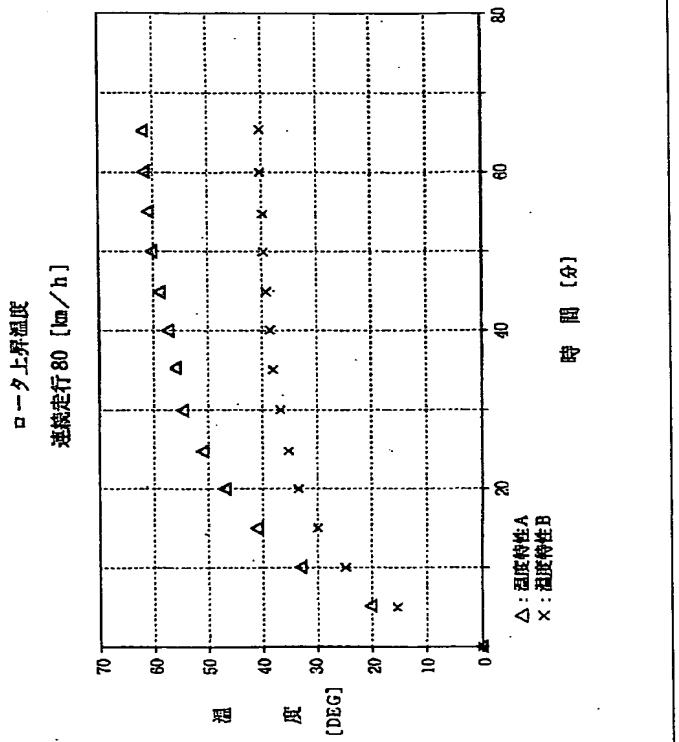
[図 5]



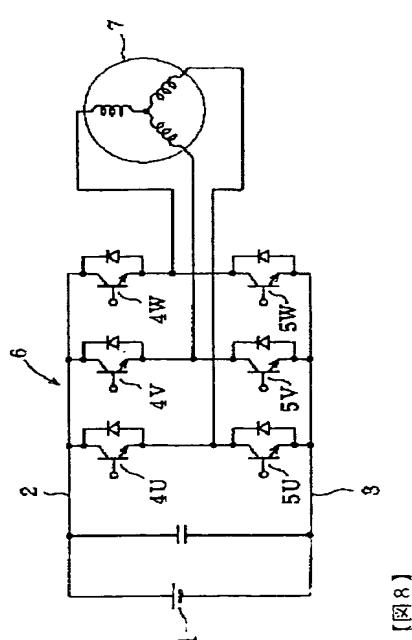
[図 7]



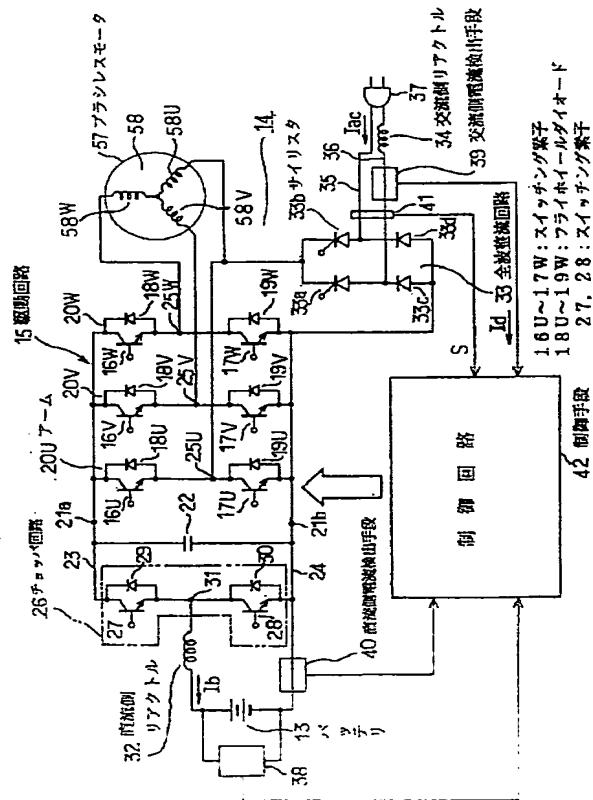
[図 10]



ロータ上界温度  
連続走行 80 [km/h]



8]



19

(51) Int. Cl. 6  
技術表示箇所  
H 02 M 3/155  
7/538  
7/797  
職別記号  
F  
F  
A 9181-5H  
9181-5H  
F 1  
府内整理番号

(72) 著名人 石原 治彦  
愛知県瀬戸市穴田町 991 番地 株式会社東  
芝愛知工場内  
加藤 征二  
(72) 著名人 大阪府大阪市北区中之島 3 丁目 3 番 22 号  
関西電力株式会社内

(72) 穂明者 加藤 征二 芝愛知工場内  
大阪府大阪市 關西電力株式